



①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

①2 Übersetzung der
europäischen Patentschrift

①7 EP 0 587 641 B 1

①0 DE 692 26 697 T 2

⑤1 Int. Cl.⁶:
H 04 J 3/06
H 04 B 7/26
H 04 L 25/03

②1 Deutsches Aktenzeichen: 692 26 697.6
②6 PCT-Aktenzeichen: PCT/US92/03552
②6 Europäisches Aktenzeichen: 92 911 134.2
②7 PCT-Veröffentlichungs-Nr.: WO 92/22155
②6 PCT-Anmeldetag: 29. 4. 92
②7 Veröffentlichungstag
der PCT-Anmeldung: 10. 12. 92
②7 Erstveröffentlichung durch das EPA: 23. 3. 94
②7 Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: 19. 8. 98
④7 Veröffentlichungstag im Patentblatt: 11. 3. 99

DE 692 26 697 T 2

③0 Unionspriorität:
709004 31. 05. 91 US

⑦3 Patentinhaber:
Motorola, Inc., Schaumburg, Ill., US

⑦4 Vertreter:
Pfeifer, L., Dipl.-Phys. Dr.-Ing., Pat.-Anw., 65388
Schlangenbad

②4 Benannte Vertragsstaaten:
DE, FR, GB, IT

⑦2 Erfinder:
LING, Fuyun, Jamaica Plain, MA 02130, US;
LABEDZ, Gerald, P., Chicago, IL 60645, US

⑤4 TDMA-KOMMUNIKATION MIT KOMPENSATION DER TRÄGERVERSCHIEBUNG

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

BEST AVAILABLE COPY

DE 692 26 697 T 2

TDMA-Datenübertragung durch Verwendung des
Trägerfrequenzversatzausgleichs

5 **Gebiet der Erfindung**

Die vorliegende Erfindung betrifft im allgemeinen Funkempfänger und im besonderen digitale Funkempfänger. Die vorliegende Erfindung betrifft jedoch speziell ein Verfahren und Gerät
10 zur Gewährleistung des Trägerfrequenzversatzausgleichs in einem angepaßten Zeitmehrfachzugriff (TDMA) Funkempfängersystem.

15 **Hintergrund der Erfindung**

In einem TDMA Mobilien Funkdatenübertragungssystem mit hoher Datenrate erfährt der typische Übertragungskanal Mehrfachpfadstörungen zusätzlich zum Rayleigh-Fading (Schwund). Deswegen muß der Funkempfänger für ein mobiles oder tragbares
20 TDMA-System den Empfang von mehrfachen Kopien eines übertragenen Signals gewährleisten, jedes mit willkürlicher Stärke, Phase und Zeitverzögerung in Bezug auf das gesendete Signal. Ohne Korrekturmaßnahmen wird die Intersymbolstörung (ISI),
25 die sowohl durch den Mehrfachpfad als auch das Rayleigh-Fading verursacht wird, die Leistungsfähigkeit des Empfängers stark verschlechtern.

Es wird durch Fachmänner anerkannt werden, daß der Vorgang
30 der Korrektur der kanalinduzierten Verzerrung Entzerrung genannt wird. Verschiedene Typen von Entzerrern können zu diesem Zweck verwendet werden, wie zum Beispiel lineare Entzerrer, Fehlerkorrektur-entzerrer (Rückmeldungs-entzerrer) (DFE) und Maximum-likelihood-Folgeschätzungs (MLSE) Entzerrer (nach
35 der Methode der maximalen Mutmaßlichkeit).



Der Rest dieser Erläuterung wird sich auf Empfänger konzentrieren, die die Entzerrung nach dem MLSE-Typ verwenden.

- 5 1972 wurde durch Dr. G.D. Forney angenommen, daß eine Maximum-likelihood-Folgeschätzungs- (MLSE) Funktion auf die Entzerrung von Datenübertragungssystemen anwendbar wäre, siehe G.D. Forney, Jr., „Maximum-Likelihood Sequence Estimation Of Digital Sequences In The Presence Of Intersymbol Interference“, IEEE Transactions on Information Theory, Band 18, Nr. 10 3, Mai 1972, S. 363-377. MLSE ist ein Folgeschätzungsverfahren, daß die Maximierung oder Minimierung einer objektiven Funktion einschließt.
- 15 Anfängliche Versuche der Bewertung einer objektiven Funktion durch die Verwendung von MLSE erwiesen sich als zu komplex, um von praktischem Nutzen zu sein. Deshalb formulierte Dr. Forney das Problem neu und verwendete den Viterbi-Algorithmus, um bei der Berechnung der Funktion zu helfen. Es wird 20 anerkannt werden, daß der Viterbi-Algorithmus die Anzahl der Berechnungen, die erforderlich sind, um MLSE auszuführen, wesentlich reduziert. Für einen detaillierteren Überblick des Viterbi-Algorithmus und die MLSE-Entzerrung kann auf G.D. Forney Jr., „The Viterbi Algorithm“, Proceedings of IEEE Band 25 61, Nr. 3, März 1973, S. 268-278 Bezug genommen werden.

Eine verbesserte Empfängerstruktur, die auf dem Forney MLSE-Entzerrer aufbaut, wurde durch Dr. G. Ungerboeck, „Adaptive Maximum-Likelihood Receiver For Carrier-Modulated Data-Transmission Systems“, IEEE Transactions Communication, Band COM- 30 22, S. 624-636, Mai 1974 beschrieben. Kürzlich wurde ein weiterer MLSE-Empfänger durch R. D'avella u.a., „An Adaptive MLSE Receiver for TDMA Digital Mobile Radio“, IEEE Journal On Selected Areas In Communications, Band 7, Nr. 1, Januar 1989 35 offenbart. Bei dem D'avella-System wird angenommen, daß ein

Trägerfrequenzversatz, der entweder durch eine Doppler-induzierte Frequenzverschiebung als ein Teil der Funkkanalcharakteristik, hier nachfolgend als Kanalimpulsverhalten (CIR) bezeichnet, oder durch einen Frequenzunterschied zwischen einem
5 Sender und dem Lokaloszillator des Empfängers verursacht wird, Verzerrungen innerhalb jedes empfangenen TDMA-Signals auf einer sendebündelweisen Grundlage verursachen wird. Demzufolge ist D'avella's System dazu vorgesehen, eine solche Verzerrung aufzuspüren und zu entfernen. Durch die Verwendung
10 eines kohärenten, entscheidungsgerichteten Erkennungsverfahrens leitet D'avella's MLSE-Empfänger eine neue Abschätzung der CIR für jedes empfangene Sendebündel (Burst) ab. Als nächstes werden die Abgriffverstärkungen des angepaßten Filters als das Komplex-Konjugierte der geschätzten CIR-Ab-
15 tastwerte berechnet. Danach wird ein Gradientenalgorithmus verwendet, um den mittleren quadratischen Fehler durch die Einstellung der Abgriffverstärkungen des angepaßten Filters zu minimieren, wie in dem vorher angeführten Artikel von G. Ungerboeck offenbart wird. Leider begrenzen die Folgeabschätzungs-
20 verzögerungen die erlaubten Trägerfrequenzversatzbereiche, die durch D'avella's System ausgeglichen werden können.

Noch ein weiterer Empfänger des MLSE-Typs wurde im Juni 1990 durch Kazuhiro Okanoue u.a., „An MLSE Receiver with Carrier
25 Frequency Estimator for TMDA Digital Mobile Radio“, Proceedings of the Forth Nordic Conference On Digital Mobile Radio Communication, Oslo Norway, 26.-28.Juni 1990 offenbart. Dieser MLSE-Empfänger paßt die Demodulationsgrundlagen an, wodurch Trägerfrequenzversatzabschätzungen als eine Funktion
30 des Ausgangs eines angepaßten Filters durchgeführt werden, bevor alle Datensignalabschätzungen gemacht werden. Dementsprechend schlägt Kazuhiro Okanoue u.a. ein nicht-entscheidungsgerichtetes Trägerfrequenzabschätzungsverfahren vor. Es wird durch Fachmänner anerkannt werden, daß nicht-entscheidungs-
35 gerichtete Erkennungsverfahren typischerweise Leistungs-

- 4 24.09.98

fähigkeit zugunsten der Geschwindigkeit opfern. Es wäre deshalb besonders vorteilhaft, einen alternativen MLSE-Empfängeraufbau bereitzustellen, der in der Lage ist, den Trägerfrequenzversatzausgleich in einem TDMA-Datenübertragungssystem zu gewährleisten, während die Nachteile nach dem
5 Stand der Technik überwunden werden.

Das U.S.Patent Nr. 5,007,068 erläutert ein System, das den Doppler-Verschiebungsausgleich auf Zeichenebene vor der Deko-
10 dierung betrifft.

Zusammenfassung der Erfindung

15 Kurz beschrieben ist die vorliegende Erfindung ein Verfahren und Gerät zur Gewährleistung des Trägerfrequenzversatzausgleichs in einem TDMA-Datenübertragungssystem. Zu diesem Zweck ist ein TDMA-Empfänger angepaßt, ein in einem TDMA-Zeitabschnitt über einen Übertragungskanal gesendetes Signal
20 zu empfangen, das ein Synchronisationssignalteil, zumindest einen bekannten Teil und ein Nachrichtensignalteil enthält. Anfangs wird ein Phasenfehler in jenem Teil des empfangenen Signals bestimmt, der dem bekannten Teil des gesendeten Signals entspricht. Danach werden verschiedene Parameter des
25 empfangenen Signals eingestellt, um den Phasenfehler zu eliminieren und um dadurch alle Trägerfrequenzversätze auszugleichen.

Es ist ein Hauptvorteil der vorliegenden Erfindung, daß der
30 Versatzausgleich vor der Folgeabschätzung des Nachrichtensignals durchgeführt wird.

Es ist ein weiterer Vorteil der vorliegenden Erfindung, daß verschiedene Phasenfehlerabschätzungen gemeinsam gemittelt

werden, um die Genauigkeit sowie die Stabilität des Systems, das die vorliegende Erfindung verwendet, zu verbessern.

Demzufolge wird ein Gerät zur Gewährleistung des Träger-
5 frequenzversatzausgleichs in einem Zeitmehrfachzugriff-
(TDMA) Datenübertragungssystem bereitgestellt, umfassend:
Mittel zum Empfang eines über einen Übertragungskanal in ei-
nem TDMA-Zeitabschnitt gesendeten Signals, das ein Synchroni-
sationssignalmuster, zumindest ein bekanntes Schwanzbitteil
10 und ein Nachrichtensignalteil enthält; an die Empfangsmittel
geschaltete Mittel zur Bestimmung einer Kopie des Schwanzbit-
teils des empfangenen Signals; an die Bestimmungsmittel ge-
schaltete Mittel zum Vergleich der Kopie des Schwanzbitteils
mit dem empfangenen zumindest einem Schwanzbitteil, um einen
15 Phasenfehler zu bestimmen; und an die Vergleichsmittel ge-
schaltete Mittel zur Einstellung der Parameter des empfange-
nen Signals wie der Abtastrate und des Phasenwinkels, um den
Phasenfehler vor der Dekodierung des Nachrichtensignalteils
der empfangenen Übertragung auszugleichen.

20

Kurze Beschreibung der Zeichnungen

Fig. 1 ist ein Blockschaltbild eines Datenübertragungs-
25 systems, das digitales Senden und Empfangen nach dem
Quadraturtyp verwendet;

Fig. 2 stellt die Datenstruktur einer Sendebündel- (Burst)
Übertragung in Übereinstimmung mit der vorliegenden
30 Erfindung dar;

Fig. 3 ist ein Blockschaltbild eines TDMA-Empfängers, der die
Sendebündelübertragung der Fig. 2 empfängt und die
vorliegende Erfindung verwendet, um die Träger-
35 frequenzversätze auszugleichen;



Fig. 4 ist ein Blockschaltbild des TDMA-Empfängers von Fig. 3, der eine alternative Ausführung des Trägerfrequenzversatzausgleichs in Übereinstimmung mit der vorliegenden Erfindung verwendet; und

Fig. 5 ist ein Blockschaltbild eines TDMA-Empfängers, der noch eine weitere Ausführung des Trägerfrequenzversatzausgleichs in Übereinstimmung mit der vorliegenden Erfindung verwendet.

Detaillierte Beschreibung der bevorzugten Ausführung

Ein Hochfrequenzsystem 100, das ein Datensignal von einem Sender 103 zu einem Empfänger (105-117) befördert, ist in Fig. 1 gezeigt. In der bevorzugten Ausführung wird die Gauss'sche Minimalverschiebungsverschlüsselung (GMSK) verwendet, um den Durchsatz des Kanals zu erhöhen, obwohl eine andere Quadratur-Signalisierung verwendet werden kann, wie zum Beispiel Minimal-Verschiebungsverschlüsselung (MSK), Phasenverschiebungsverschlüsselung (PSK), Quadratur-Phasenverschiebungsverschlüsselung (QPSK), Versatz-Quadratur-Phasenverschiebungsverschlüsselung (OQPSK) und Mehrfach-Phasenverschiebungsverschlüsselung (MPSK). Weiter wird ebenfalls das wohlbekannte Zeitmehrfachzugriff- (TDMA) Verfahren der Aufteilung von begrenzten Kanalbetriebsmitteln unter einer großen Anzahl von Nutzern verwendet. Demzufolge wird jedem Nutzer eine kurze Zeitdauer (ein Zeitabschnitt) zugewiesen, während dem eine Nachricht von anderen Nutzern gesendet oder durch andere Nutzer empfangen werden kann.

Im Betrieb wird der Empfänger (105-117) in einem Zeitabschnitt Sendebündel-Datenübertragungssignale $x(t)$ von einem TDMA-Sender 103 empfangen, die an der Antenne 104 empfangen



werden und als ein Signal $y(t)$ an den Quadraturdemodulator 105 angelegt werden. Der Quadraturdemodulator 105 erzeugt zwei abwärtsgewandelte Signale $i(t)$ und $q(t)$, die die reellen bzw. imaginären Teile eines komplexen demodulierten Signals $z(t)$ sind. Die Amplitude von $z(t)$ wird geschrieben als:

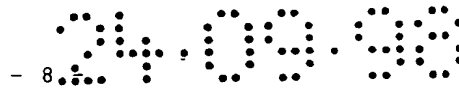
$$|z(t)| = \sqrt{i^2(t) + q^2(t)} \quad (1)$$

und die Phase von $z(t)$ wird geschrieben als:

$$\tan^{-1} \frac{q(t)}{i(t)} \quad (2)$$

Die Signale $i(t)$ und $q(t)$ werden an konventionelle Analog/Digital-Wandler 107 und 109 angelegt, die die Signale digitalisieren, um deren digitalisierte Abtastwerte der Entzerrerschaltung 111 zu präsentieren, die aus einem Signalprozessor 115 und der Datensignalrückgewinnungsschaltung 117 besteht. Die digitalisierten Abtastwerte von $i(t)$ und $q(t)$ werden als $I(n)$ bzw. $Q(n)$ dargestellt, wobei n ein Index der digitalisierten Abtastwerte ist.

Es wird durch Fachmänner anerkannt werden, daß das Funkkanalimpulsverhalten (CIR), in Fig. 1 dargestellt als $h(t)$, Gegenstand von Doppler-Frequenzänderungen ist, die aus der relativen Bewegung zwischen dem Sender 103 und dem Empfänger (105-117) resultieren. Diese Doppler-Effekte werden verursachen, daß sich eine Trägerfrequenz des gesendeten Signals ändert. Diese Frequenzänderung, die auch als der Trägerfrequenzversatz bekannt ist, führt zeitveränderliche Phasenfehler in das demodulierte Signal $z(t)$ ein. Zusätzliche zeitveränderliche Phasenfehler können eingeführt werden, wenn der trägererzeugende Oszillator des Senders auf einer Frequenz arbeitet, die sich von der Frequenz des trägererzeugenden Oszillators des Empfängers unterscheidet. Der Gesamtfehler kann als ein zeitveränderlicher Phasenfehler oder Frequenzfehler zwischen dem gesendeten Signal $x(t)$ und dem demodulierten Signal $z(t)$ ausgedrückt werden. Die vorliegende



Erfindung ist auf die Bestimmung dieses Phasenfehlers und die Gewährleistung von dessen Ausgleich gerichtet.

In den meisten Funkdatenübertragungssystemen, zum Beispiel in dem digitalen Funktelefon-Datenübertragungssystem für die Benutzung in Europa, das in den GSM-Dokumenten GSM 05.01 „Physical Layer on the Radio Path: General Description“ und GSM 05.02 „Multiplexing and Multiple Access On the Radio Path“ definiert ist, ist die Datenstruktur innerhalb eines gesendeten Sendebündels genau definiert. Fig. 2 stellt die Datenstruktur einer Sendebündelübertragung (200) dar. Jede Übertragung besteht aus 148 Bits, die bei einer Rate von 270,833 Kilobits/Sekunde übertragen werden. 114 dieser Bits (210) sind für die wirkliche Datenübertragung verfügbar, der Rest wird verwendet, um beim Empfang und der Erkennung des Sendebündels zu helfen. Eine Aufbaufolge in der Mitte des Sendebündels, die als das Synchronisationssignalmuster oder Synchronisationswort (230) bezeichnet wird, wird durch den Empfänger (105-117) verwendet, um das Funkkanalimpulsverhalten (CIR) abzuschätzen und den Betrieb des Empfängers zu synchronisieren. Drei End- oder Schwanzbits (205 und 215) an jedem Ende des Sendebündels grenzen den Anfang und/oder das Ende des Sendebündels ab und werden benutzt, um bei der Entzerrung des Datennachrichtenteils des Signals (200) zu helfen. Schließlich zeigen zwei Raub-Kennzeichenbits (240) unmittelbar vor und nach dem Synchronisationswort (230) an, daß ein Sendebündel, das ursprünglich einem Verkehrskanal zugewiesen worden war, zu Signalisierungszwecken „geraubt“ worden ist.

30

In Übereinstimmung mit der bevorzugten Ausführung verwendet die vorliegende Erfindung die Schwanzbitteile (205 und 215) eines gesendeten Sendebündels (200) als einen Bezugspunkt, gegen den ein Trägerfrequenzversatzausgleich gemacht werden kann. Jedes Schwanzbit enthält bekannte Informationen, die

35

von Sendebündel zu Sendebündel konstant bleiben. Es ist deshalb möglich, den Betrag des durch Trägerfrequenzversatz induzierten Phasenfehlers an solchen Teilen eines empfangenen Sendebündels zu bestimmen, die den bekannten Schwanzbits entsprechen. Danach werden auf einer sendebündelweisen Basis Einstellungen am empfangenen Signal gemacht, um den Phasenfehler zu bereinigen und um dadurch den Trägerfrequenzversatz auszugleichen.

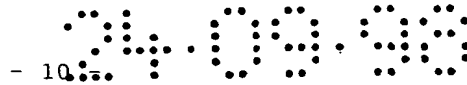
Fig. 3 ist ein Blockschaltbild eines Empfängers, der verwendet werden kann, um Quadratur-Modulationsschemen wie zum Beispiel GMSK-modulierte Daten wiederherzustellen. Dieser Empfänger verwendet ebenfalls die vorliegende Erfindung, um die Trägerfrequenzversätze auszugleichen. Es ist bemerkenswert, daß die vorliegende Erfindung Anwendung in digitalen Funkdatenübertragungssystemen findet, die die TDMA-Nachrichtenübertragung verwenden, wobei die Rate des CIR-Wechsels geringer ist als die Zeitabschnittsdauer.

In Übereinstimmung mit einer bevorzugten Ausführung werden die digitalisierten Abtastwerte $I(n)$ und $Q(n)$ von den A/D-Wandlern 107 und 109 in den I- und Q-Puffern 317 bzw. 319 gespeichert. Danach werden die digitalisierten Abtastwerte an eine komplexe Korrelationsschaltung 313 angelegt. In dieser Schaltung wird eine komplexe Korrelation, wie in der Technik wohlbekannt, zwischen den Abtastwerten $I(n)$ und $Q(n)$ und einer komplexen Kopie des Synchronisationssignalmusters, die in der Speichereinrichtung 321 (Synchronisationsspeicher) gespeichert ist, durchgeführt.

30

Die komplexe Korrelation zwischen zwei komplexen Zahlen ist definiert durch:

$$\phi(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \{i(t) + jq(t)\} \{r_r(t-\tau) - jr_i(t-\tau)\} d\tau \quad (3)$$



Diese Gleichung kann in ihrer abgetasteten Form, wenn die abgetasteten Eingänge $I(n)$ und $Q(n)$ verwendet werden, geschrieben werden als:

$$\varphi(m) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \{I(n)r_r(n-m) + Q(n)r_i(n-m)\} + j\{Q(n)r_r(n-m) - I(n)r_i(n-m)\} \quad (4)$$

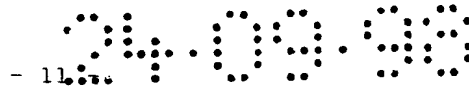
$$\varphi(m) = R_r(m) + jR_i(m) \quad (5)$$

wobei $r_r(n)$ und $r_i(n)$ die abgetasteten reellen und komplexen Teile der gespeicherten komplexen Zahl sind, m ist die relative Abtastwertverschiebung zwischen dem Eingangssignal und der gespeicherten komplexen Zahl und n ist der Abtastwertindex. Es wird anerkannt werden, daß die Berechnung dieser Korrelation ein komplexes Ergebnis erzielt, das sowohl Amplituden- und Phaseninformation enthält und einen „Klang“ des Kanals darstellt. Diese Korrelation muß beim Empfang jedes Sendebündelsignals berechnet werden und wird verwendet, um sowohl die Synchronisation als auch eine Abschätzung des Kanalimpulsverhaltens zu gewährleisten.

Um Synchronisation zu erreichen, wird die Größe der Korrelation berechnet nach:

$$|\varphi(m)| = \sqrt{R_r^2(m) + R_i^2(m)} \quad (6)$$

und wird dann zur Synchronisierschaltung 323 geleitet, die das Synchronisationssignalmuster innerhalb des empfangenen Sendebündels lokalisiert. Während ein einzelner Abtastwert pro Datenzeichen ausreichend ist, um die Erkennung zu gewährleisten, besteht jedes Zeichen des Synchronisationsworts aus mehreren $I(n)$ und $Q(n)$ Abtastwerten. Es ist deshalb wünschenswert, die besten Abtastwerte pro Zeichen des Synchronisationsworts herauszusuchen. In Übereinstimmung mit der bevorzugten Ausführung wird dies durch das Suchen von $|\varphi(m)|$ für den Spitzenwert durchgeführt. Da nur ein Nicht-Null Wert pro Zeichen im Speicher gespeichert wird, bilden die $I(n)$ und



$Q(n)$ Abtastwerte, die dem einen Nicht-Null Wert entsprechen, für die weitere Verarbeitung einen Bezugspunkt für die Menge der Abtastwerte. Abtastwerte, die verwendet werden sollen, werden in Ein-Zeichen-Abständen vom synchronisierten Abtast-
5 bezugspunkt ausgewählt und bilden die Folgen $I'(n)$ und $Q'(n)$, die eine Untermenge der Folgen $I(n)$ und $Q(n)$ sind.

Bei der Lokalisierung des Synchronisationssignalmusters wird durch den CIR-Schätzer 325 eine Abschätzung des CIR gemacht.
10 Die CIR-Abschätzung wird in Übereinstimmung mit dem Ungerboeck Verfahren, das oben erwähnt wurde, durchgeführt.

In der in Fig. 3 gezeigten Ausführung wird ein Maximum-likelihood Folgeschätzungs- (MLSE) Entzerrer für die Datensignal-
15 wiederherstellung verwendet. Der vorgeschlagene MLSE-Entzerrer besteht aus einem angepaßten Filter 327, einem Viterbi-Prozessor 328 und einem Bit-Mapper (Digitalhierarchie-Umsetzer) 329. Im Betrieb werden die I- und Q-Kanal-datensignale von den Puffern 317 bzw. 319 über die
20 Synchronisierschaltung 323 und den Phasenkorrelator 337 zum angepaßten Filter 327 geleitet.

Der angepaßte Filter 327 ist an einen Viterbi-Prozessor 328 geschaltet wie in dem vorstehend genannten Ungerboeck Verweis
25 offenbart. Bevor der Ausgang des angepaßten Filters 327 weiter verarbeitet werden kann, muß er von komplexen in reelle Zahlen durch einen Komplex-nach-Reell-Umwandlungsvorgang umgewandelt werden. In der bevorzugten Ausführung wird GMSK-Modulation verwendet. Der Eingangsstrom von Datenzeichen wird
30 zuerst differentiell kodiert wie in der vorher erwähnten GSM-Empfehlung 05.02 beschrieben. Eine Übersetzung in reelle Zahlen wird dann leicht durch einen Übersetzungsvorgang (nicht gezeigt) durchgeführt, der abwechselnd reelle und komplexe Abtastwerte vom Ausgang des angepaßten Filters nimmt, einen
35 pro Zeichen, wie das in der Technik wohlbekannt ist. Danach

24.09.98
- 12 -

durchquert der Viterbi-Prozessor 328 wie das konventionell ist einen Trellis, von dem gleiche Datenfolgen von den Eingangssignalen, die durch den angepaßten Filter 327 geliefert werden, abgeschätzt werden können. Danach wandelt der Bit-Mapper 329 den Ausgang des Viterbi-Prozessors (der aus logischen Einsen und Nullen besteht) in ein hartes Entscheidungssignal um, das aus arithmetischen positiven und negativen Werten besteht (+1, -1), die eine Schätzung des Nachrichtensignalteils des empfangenen Eingangssignals darstellen. In Übereinstimmung mit der bevorzugten Ausführung ist der MLSE-Entzerrer über Software-Algorithmen realisiert, die in einem digitalen Signalprozessor (DSP) enthalten sind, wie einem 56001 oder 56116 DSP, die von Motorola Inc. verfügbar sind. Natürlich kann der vorgeschlagene MLSE-Entzerrer auch hardwaremäßig realisiert werden.

Wie vorher erläutert wurde, wenn das gesendete Signal Einflüssen wie Doppler-Frequenzverschiebungen und/oder unterschiedlichen Lokaloszillatorfrequenzen von Sender und Empfänger ausgesetzt ist, wird der sich ergebende Trägerfrequenzversatz verursachen, daß Fehler in der MLSE Folgeschätzung auftreten. Dementsprechend ist die vorliegende Erfindung auf die Bestimmung des Trägerfrequenzversatzes und den Ausgleich des Versatzes vor der Erzeugung eines harten Entscheidungssignals gerichtet. So ist es möglich, die Fehlerrate, die am MLSE-Ausgang beobachtet wird, zu vermindern.

In Übereinstimmung mit einer ersten Ausführung verwendet die vorliegende Erfindung bekannte Schwanzbitinformationen in Verbindung mit dem geschätzten CIR, um eine Reihe von Abtastwerten zu erzeugen, die keinen Frequenzfehler haben. Diese Abtastwerte werden dann mit wirklich empfangenen Abtastwerten verglichen, die den Schwanzbitteilen des empfangenen Sendebündels entsprechen, um eine Phasenwinkeldifferenz (Phasenfehler) zu bestimmen. Da die Schwanzbits bekannte In-

BEST AVAILABLE COPY



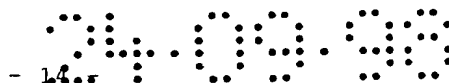
formationen enthalten, die sich von Sendebündel zu Sendebündel nicht verändern, ist ein solcher Vergleich möglich. Danach wird die Phasenwinkeldifferenz zwischen den erzeugten Abtastwerten und den empfangenen Abtastwerten benutzt, um die Phase des Nachrichtensignalteils des empfangenen Signals vor der MLSE-Folgeschätzung einzustellen.

Bezugnehmend auf Fig. 3 empfängt der Bit-Mapper 329 Eingangs-
informationen von der Speichereinrichtung 338 (Bezugs-
speicher). Durch den Aufbau enthält die Speichereinrichtung
338 Informationen (I-Bezugswort und Q-Bezugswort) ent-
sprechend den Schwanzbitteilen des gesendeten Signals. Diese
Informationen werden dann in ein arithmetisches Äquivalent
umgesetzt und zu einer Signalrekonstruktionsschaltung 331
geleitet. Die Signalrekonstruktionsschaltung 331 ist auf-
gebaut, um eine Kopie der empfangenen Schwanzbits abzüglich
jedes Phasenfehlers zu erzeugen durch Verbindung der Ausgänge
des Bit-Mappers 329 mit dem geschätzten Kanalimpulsverhalten,
das durch den CIR-Abschätzer 325 bestimmt wird. Ein Ausdruck
für das Kopiesignal wird von der Gleichung erhalten:

$$r(n) = \sum_{i=0}^{L-1} c(i)d(n-i) \quad (7)$$

wobei $r(n)$ das Kopiesignal darstellt, $c(i)$ stellt die abge-
tasteten CIR-Abschätzungen dar, $d(n)$ stellt die Folge der
harten Entscheidungsabtastwerte dar und L ist die Spannweite
des geschätzten CIR in der Zeitdauer der empfangenen Zeichen
ausgedrückt. Da CIR eine komplexe Zahl ist, ist das Kopie-
signal ebenfalls komplex und hat eine Phase. Wie zuvor fest-
gestellt, wird das Kopiesignal durch den Phasenfehlerab-
schätzer 333 mit den empfangenen Signalabtastwerten, die den
Schwanzbits entsprechen, verglichen, um eine Phasenwinkel-
differenz (Phasenfehler) zu bestimmen.

Um die Phasenfehlerberechnungen zu vereinfachen, ist es oft-
mals wünschenswert, die Kopiesignalabtastwerte um einen Win-



kel zu drehen, der als eine Funktion des Betrags des von vorherigen Sendebündelsignalen abgeschätzten Trägerfrequenzver-
satzes bestimmt wird. Die PLL-Schaltung 335 stellt dem
Phasenfehlerabschätzer 333 vor der Phasenfehlerabschätzung
5 diesen Rotationswinkel bereit. Typischerweise wird die Größe
dieses modifizierten Phasenfehlers kleiner sein als der, der
ohne vorherige Rotation bestimmt wird. Wie unten erläutert
wird, werden die Phasenfehlerberechnungen stark vereinfacht,
wenn die Größe des Phasenfehlers klein ist.

10

Ein Verfahren der Berechnung der Phasenwinkeldifferenz Φ
zwischen zwei komplexen Zahlen besteht darin, den Sinus der
Phasenwinkeldifferenz $\sin \Phi$ wirklich zu berechnen und dann
nach Φ aufzulösen. Ein Ausdruck für diese Berechnung wird
15 durch die Gleichung gegeben:

$$\sin \Phi = \frac{(i_1 r_2 - i_2 r_1)}{\sqrt{r_1^2 + i_1^2} \sqrt{r_2^2 + i_2^2}} \quad (8)$$

wobei Φ die Phasenwinkeldifferenz ist, i_1 und i_2 die imagi-
nären Teile der zwei komplexen Zahlen sind und r_1 und r_2 die
reellen Teile der zwei komplexen Zahlen sind.

20

Ein alternatives Verfahren zur Berechnung von Φ nimmt an,
daß:

$$\sin \Phi = \Phi \quad (9)$$

wenn Φ klein ist. Wegen der relativ kurzen Dauer eines
25 empfangenen Sendebündels kann die vorliegende Erfindung diese
Näherung verwenden, um nochmals die Phasenwinkeldifferenz
zwischen zwei komplexen Zahlen zu bestimmen.

Da die Gleichung (6) wirkt, um jeden Phasenfehler in der
30 Mitte des Sendebündels zu minimieren, wird es anerkannt sein,
daß Φ der genäherte Phasenfehler an beiden Enden eines
empfangenen Sendebündels ist.



Wegen der Sendebündelnatur der TDMA-Signalisierung werden die Eingangssignalabtastwerte von der Mitte des Synchronisationsworts (230) ausgehend demoduliert. Da die Schwanzbit-
5 abtastwerte, die sich an den äußeren Rändern eines Sendebündels befinden, verwendet werden, um Φ zu bestimmen, stellt Φ den Phasenfehler an beiden Enden eines Sendebündels dar. Demzufolge kann der Phasenfehler von einem Ende des Bündels zum anderen mit 2Φ genähert werden.

10

An diesem Punkt gibt es eine Reihe von Möglichkeiten, den Frequenzversatzausgleich durchzuführen. In Übereinstimmung mit der bevorzugten Ausführung treibt eine PLL-Schaltung 335 eine Phasenkorrekturschaltung 337, die den Phasenwinkel der
15 $I'(n)$ und $Q'(n)$ Eingangssignalabtastwerte einstellt, bevor sie durch den angepaßten Filter 327 gefiltert werden. Diese Phasenkorrektur stellt einen Versuch dar, die unerwünschten zeitveränderlichen Phasenfehler auszugleichen, die entweder durch Doppler-Frequenzverschiebungen und/oder sich unter-
20 scheidende Lokaloszillatorfrequenzen eingeführt werden. Nochmals, wegen der Sendebündelnatur der TDMA-Signalisierung demoduliert die Phasenkorrekturschaltung 337 die Abtastwerte von der Mitte des Synchronisationsworts (230) aus. Dementsprechend vergrößert sich der Demodulationswinkel für jeden
25 Abtastwert proportional mit dem zeitlichen Abstand der Abtastwerte von der Mitte des Synchronisationsworts (230). Um den Versatzausgleich zu gewährleisten, werden die Abtastwerte phasengedreht, jeder um einen unterschiedlichen Betrag entsprechend dem Abstand von der Synchronisationswortmitte und
30 dem geschätzten Betrag des Phasenfehlers Φ aus den Gleichungen (8) oder (9).



Der Betrag der Phasendrehung, der notwendig ist, um den Versatzausgleich zu gewährleisten, wird durch die Gleichung bestimmt:

$$\alpha(n) = \Phi \left[\frac{2n}{(M-1)} \right] \quad (10)$$

5 wobei $\alpha(n)$ die Phasenkorrektur des n-ten Abtastwertepaars ist, Φ die Phasenwinkeldifferenz ist, die oben geschätzt wurde, und M die Anzahl der Bits pro Sendebündel ist. Durch die Phasenkorrektur der Eingangssignalabtastwerte nach Gleichung (10) wirkt die vorliegende Erfindung, um die Fehler-
 10 rate, die am MLSE-Ausgang beobachtet wird, zu verbessern, durch die Eliminierung des zeitveränderlichen Phasenfehlers aufgrund des Trägerfrequenzversatzes vor der MLSE-Folgeschätzung.

15 In Übereinstimmung mit noch einer weiteren Ausführung, die in Fig. 4 mit gestrichelten Linien gezeigt wird, wird der Frequenzversatzausgleich gewährleistet, wenn der Ausgang der PLL-Schaltung 335 durch den Digital/Analog- (D/A) Wandler 410 in eine analoge Spannung $V_c(t)$ umgewandelt wird. Die analoge
 20 Spannung $V_c(t)$ treibt den spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) 110 des Quadratur-Demodulators 105, um praktisch den gesamten Frequenzversatz zwischen dem gesendeten Signal $x(t)$ und der Frequenz des VCO 110 zu eliminieren. Durch die Einstellung der Frequenz des VCO 110 wirkt die Ausführung der
 25 Fig. 4, um die Fehlerrate, die am MLSE-Ausgang beobachtet wird, zu verbessern durch die Eliminierung der Trägerfrequenzversätze vor der MLSE-Folgeschätzung.

Die Ausführung, die in Fig. 4 dargestellt ist, findet in solchen Umgebungen Anwendung, die durch geringe Änderungen des
 30 Phasenfehlers von Sendebündel zu Sendebündel gekennzeichnet sind. Andernfalls könnten gewaltige Mengen von Verarbeitungsenergie notwendig sein, um das System zu befähigen, auf Echtzeitbasis zu reagieren. In allen anderen Hinsichten wirkt der



Empfänger 400 der Fig. 4 in Übereinstimmung mit der Beschreibung des Empfängers 300 der Fig. 3.

Um die Genauigkeit sowie die Stabilität des oben beschriebenen Frequenzversatzausgleichsverfahrens zu verbessern ist es
 5 äußerst vorteilhaft, die Phasenfehlerabschätzungen von vorherigen Sendebündeln mit gegenwärtigen Phasenfehlerabschätzungen zu mitteln. In Übereinstimmung mit den Ausführungen, die in den Fig.n 3 und 4 dargestellt sind, wird die PLL-Schaltung
 10 335 verwendet, um diese Mittelung zu gewährleisten. In Übereinstimmung mit der bevorzugten Ausführung hat die PLL-Schaltung 335 eine Zeitkonstante, die gleich 6 Sendebündelintervallen ist.

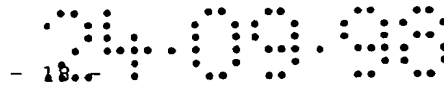
15 Bezugnehmend auf Fig. 5 wird ein Blockschaltbild eines TDMA-Empfängers 500 dargestellt, der noch ein weiteres Ausgleichschema für den Trägerfrequenzversatz verwendet. Dieser Ausführung folgend, wirkt der Empfänger 500 in Übereinstimmung mit der Beschreibung des Empfängers von Fig. 3, außer daß die
 20 PLL-Schaltung 335, der Signalwiederhersteller 331 und der Bit-Mapper 329 entfernt worden sind. An ihrer Stelle wird der Ausgang des CIR-Schätzers 325 zum Phasenfehlerschätzer 333 und zum Viterbi-Prozessor 328 geleitet.

25 Unter der Annahme, daß nur ein einzelner CIR-Abtastwert während der Kopiesignalerzeugung verwendet wird, kann die Gleichung (7) neu geschrieben werden als:

$$r(n) = c(j)d(n-j) \quad (11)$$

Danach kann ein empfangener Schwanzbiteingangssignal-
 30 abtastwert $(I(n) + jQ(n))$, der einen Phasenfehler Φ hat, als das original empfangene Zeichen, gedreht um Φ , geschrieben werden und durch den CIR-Term $c(j)$ verarbeitet werden. Ein Ausdruck für solch ein Signal wird beschrieben als:

$$I(n) + jQ(n) = a_n e^{j\Phi} c(j) \quad (12)$$



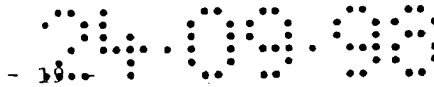
wobei a_n das gesendete Signal ist, Φ ist der wirkliche Phasenfehler und $c(j)$ ist der CIR-Term.

An diesem Punkt wird es durch Fachmänner anerkannt werden, daß Phasenfehlerberechnungen ganz einfach werden. Demnach empfängt der Phasenfehlerschätzer 333 der vorliegenden Ausführung die Schwanzbiteingangssignalabtastwerte $I(n)+jQ(n)$ der Gleichung (12), bestimmt die wichtigste CIR-Komponente $c(j)$ durch Isolierung der maximalen Größe der Verstärkung des angepaßten Filterabgriffs, die während der Synchronisation erzeugt wird, multipliziert die Schwanzbiteingangssignalabtastwerte mit dem Komplex-Konjugierten des bekannten Teils des gesendeten Signals $1/a_n$ und entfernt den komplexen Teil $c(j)$ durch Division, um den Phasenfehler Φ zu berechnen. Dieses Verfahren wird durch die folgende Gleichung beschrieben:

$$e^{j\phi} = \frac{I(n) + jQ(n)}{a_n c(j)} \quad (13)$$

Die folgenden Schätzungen von Φ , die durch die Gleichung (12) erzeugt werden, werden über einige Sendebündel gemittelt, um eine endgültige Schätzung von Φ zu bilden, die verwendet wird, um die Phasendrehung der Eingangssignalabtastwerte eines ankommenden Sendebündels nach Gleichung (10) durchzuführen. Die Tatsache, daß der Phasenfehlerschätzer 333 die Endzeichen kennt, die verwendet werden sollen, eliminiert die Notwendigkeit der Signalrekonstruktionsschaltung 331 der Fig.en 4 und 5. Zum Teil wegen dieser Vereinfachung reduziert die verminderte Rechenbelastung der vorliegenden Ausführung die Anforderungen an die Systemverarbeitungsbetriebsmittel gewaltig.

Es ist lohnend anzumerken, daß das offenbarte Verfahren zum Trägerfrequenzversatzausgleich die Probleme nach dem Stand



der Technik, die mit der verzögerten Folgeschätzung verbunden sind, durch die Gewährleistung des Ausgleichs vor der Erzeugung eines harten Entscheidungssignals vermeiden wird.

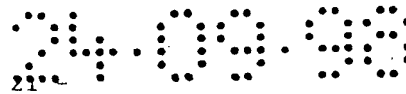
- 5 Es können natürlich zusätzliche Modifikationen an den dargestellten Ausführungen vorgenommen werden. Während zum Beispiel das offenbarte Verfahren und Gerät zum Trägerfrequenzversatzausgleich im Zusammenhang mit einer MLSE-Entzerrung beschrieben wird, wird durch Fachmänner anerkannt werden, daß
- 10 alle Entzerrungsschemen Nutzen aus den Vorteilen ziehen, die durch die vorliegende Erfindung dargestellt werden.



Patentansprüche

1. Gerät (300) zur Gewährleistung des Trägerfrequenz-
versatzausgleichs in einem Zeitmehrfachzugriff TDMA
5 Datenübertragungssystem, umfassend:
 - Mittel zum Empfang (105) eines in einem TDMA-Zeitab-
schnitt (200) über einen Übertragungskanal gesendeten
Signals, das ein Synchronisationssignalmuster (230),
zumindest ein bekanntes Schwanzbitteil (205, 215) und
10 ein Nachrichtensignalteil (210) enthält; gekennzeichnet
durch:
 - an die Empfangsmittel geschaltete Mittel zur Be-
stimmung einer Kopie (331) des Schwanzbitteils des
empfangenen Signals;
 - 15 • an die Bestimmungsmittel geschaltete Mittel zum
Vergleich (333) der Kopie des Schwanzbitteils mit
dem empfangenen Schwanzbitteil, um einen
Phasenfehler zu bestimmen; und
 - an die Vergleichsmittel geschaltete Mittel zur
20 Einstellung (335, 337) der Parameter des empfangenen
Signals, um den Phasenfehler vor der Dekodierung des
Nachrichtensignalteils der empfangenen Übertragung
auszugleichen.
- 25 2. Gerät nach Anspruch 1, wobei der Phasenfehler eine Pha-
senwinkeldifferenz enthält.
3. Gerät (300) nach Anspruch 1, wobei die Mittel zur Ein-
stellung der Parameter des empfangenen Signals zumindest
30 umfassen:
 - einen an die Phasenfehlerbestimmungsmittel (333) ge-
schalteten spannungsgesteuerten Oszillator (335) zur
Veränderung der Abtastrate des empfangenen Signals als
eine Funktion des Phasenfehlers; oder

BEST AVAILABLE COPY



- eine an die Phasenfehlerbestimmungsmittel (333) geschaltete Phasenkorrekturschaltung (337) zur Phasendrehung des Nachrichtensignalteils des empfangenen Signals als eine Funktion des Phasenfehlers.

5

4. Gerät nach Anspruch 1, weiter umfassend:

- Modulationsmittel zur Modulation der Nachrichtensignalabtastwerte jeweils um einen unterschiedlichen Betrag als eine Funktion des Phasenfehlers, der bei jenen Teilen des empfangenen Signals geschätzt wird, die den Schwanzbitteilen (205, 215) des gesendeten Signals entsprechen.

10

5. Gerät nach Anspruch 1, weiter Mittel umfassend zur gemeinsamen Mittelung einer Vielzahl von Phasenfehlerschätzungen, um eine Durchschnittsphasenfehlerschätzung zu bestimmen.

15

FIG. 1

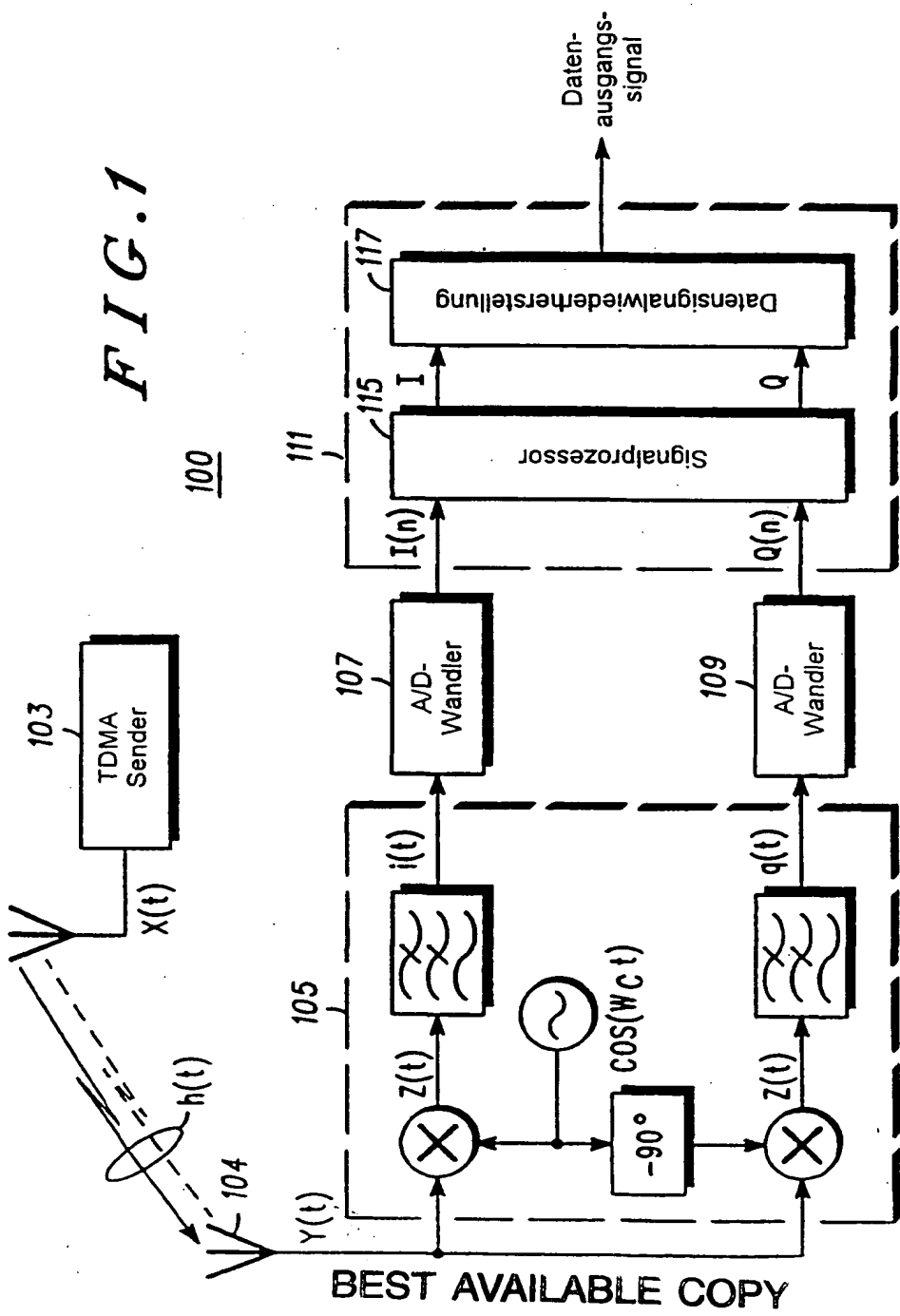
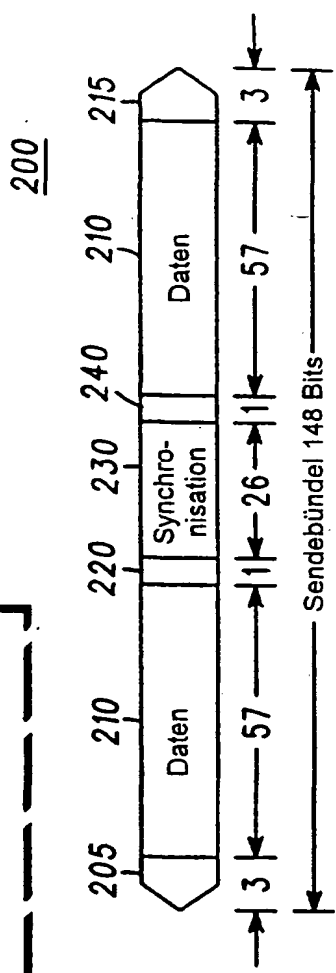
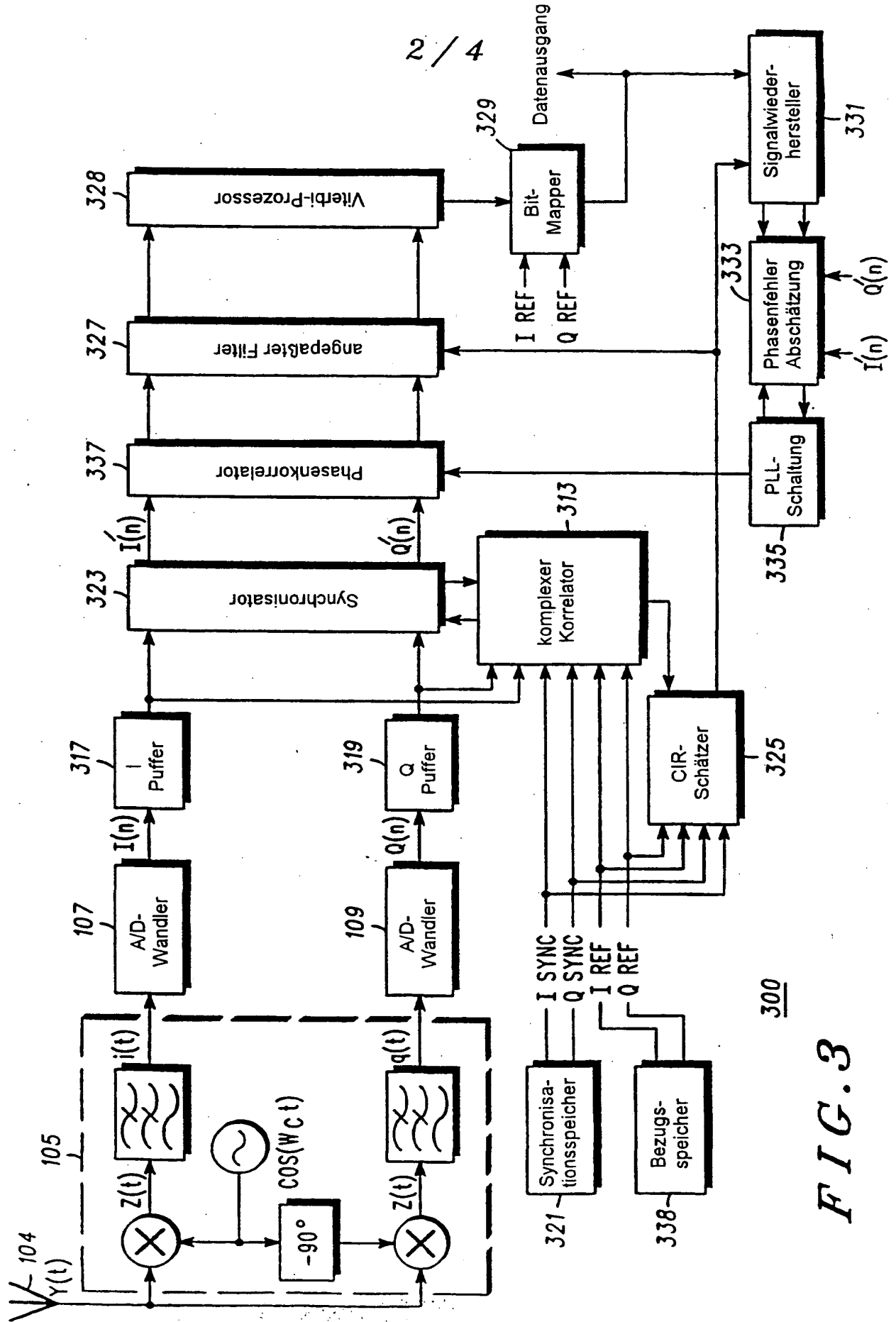


FIG. 2



24.09.98



3 / 4

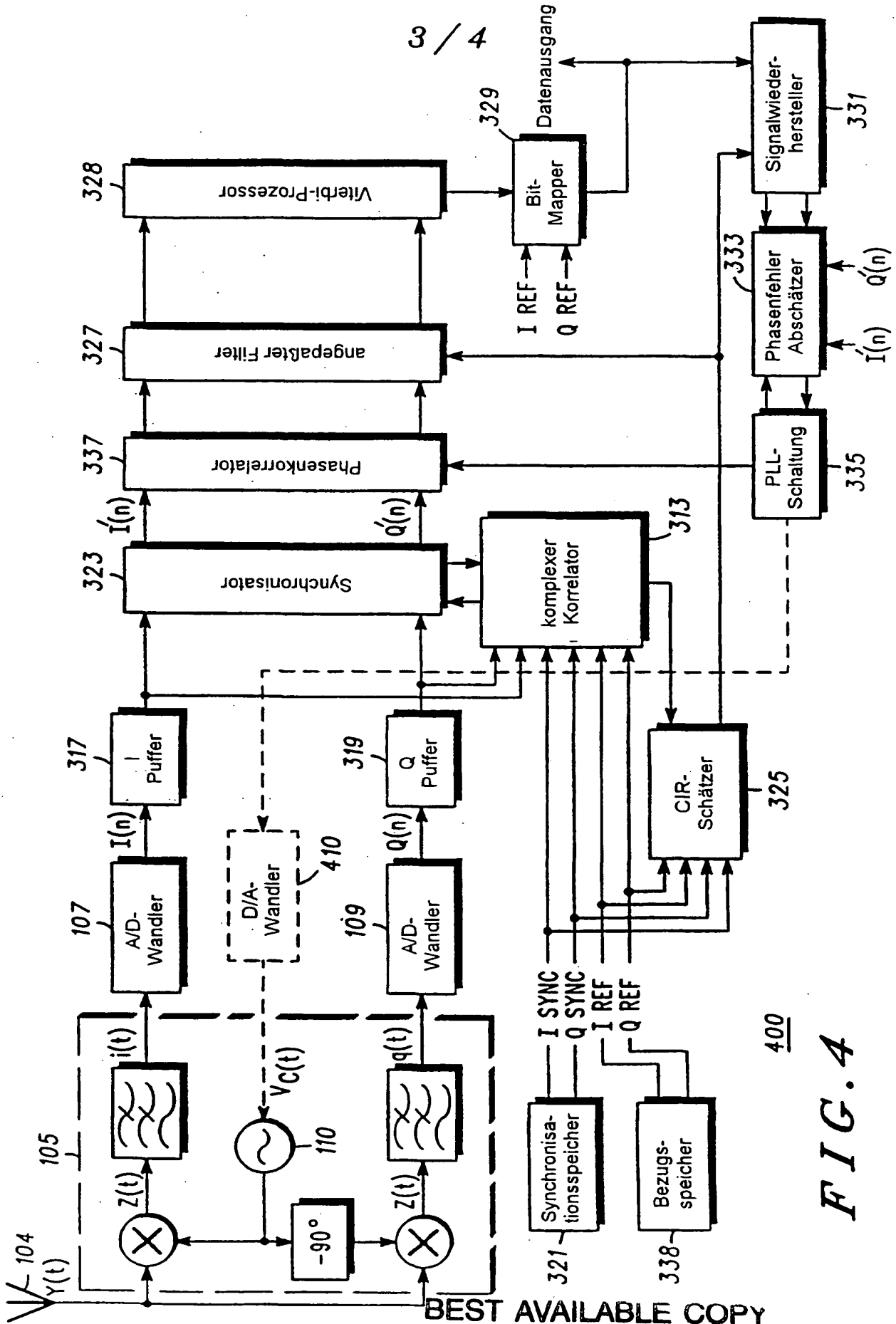


FIG. 4

24.09.98

4 / 4

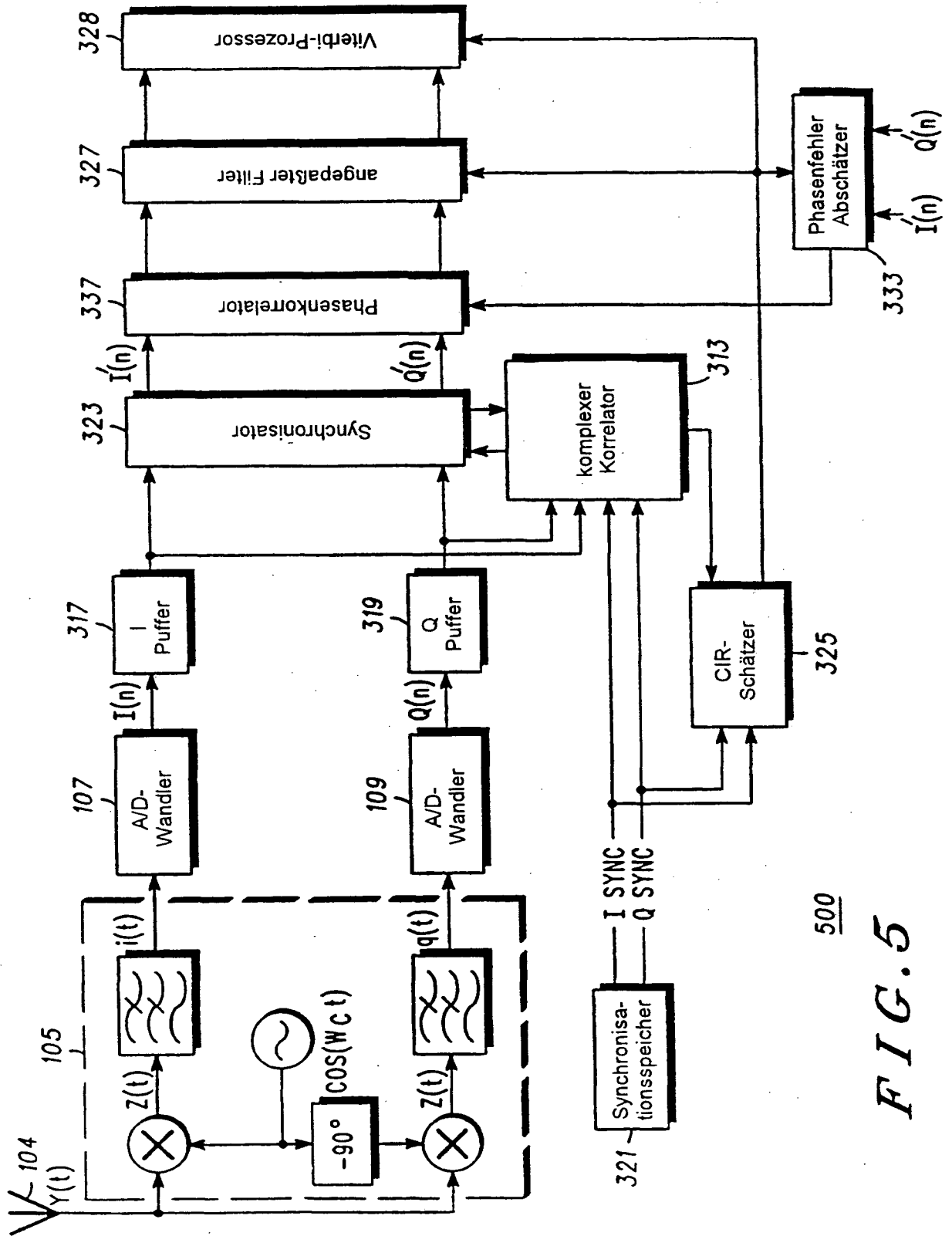


FIG. 5

500